

## ⑫ 公表特許公報(A)

平5-506762

⑬ 公表 平成5年(1993)9月30日

⑭ Int. Cl. <sup>1</sup>	識別記号	庁内整理番号	審査請求 未請求	予備審査請求 未請求	部門(区分) 7(3)
H 04 B 1/10	L	9298-5K			
H 03 H 15/00		7037-5J			
17/00	A	7037-5J※			

(全 15 頁)

⑯ 発明の名称 デジタル受信機用信号重み付けシステム

⑰ 特 願 平4-507299

⑱ 出 願 平4(1992)2月12日

⑲ 翻訳文提出日 平4(1992)10月21日

⑳ 国際出願 PCT/US92/01162

㉑ 国際公開番号 WO92/16054

㉒ 国際公開日 平4(1992)9月17日

優先権主張 ㉓ 1991年2月28日 ㉔ 米国(US) ㉕ 662,049

⑳ 発 明 者 ボース・デビッド イー アメリカ合衆国イリノイ州 60067、バラタイン、サウス・ハーバード・ドライブ 825

㉑ 発 明 者 ラスキー・フィリップ デイ アメリカ合衆国イリノイ州 60089、パツファロー・グローブ、ライラック・レーン 139

㉒ 出 願 人 モトローラ・インコーポレーテッド アメリカ合衆国イリノイ州 60196、シヤンバーグ、イースト・アルゴンクイン・ロード 1303

㉓ 代 理 人 弁理士 池内 義明

㉔ 指 定 国 AU, BR, CA, DE, GB, JP, KR

最終頁に続く

## 請求の範囲

1. 信頼水準と、送信チャンネル上で送信され、受信機によって受信される通信信号の部分とを関連づける信号重み付けシステムであって:

前記受信機によって受信された通信信号を等化し、かつ、前記送信チャンネル上での送信の前の前記通信信号を表す等化信号を生成する等化器を形成する等化手段;

前記等化手段によって生成された前記等化信号の部分の送信を合成し、かつ、前記マルチパス・チャンネルのある特定の経路上で送信される信号を表す合成信号を生成する合成送信チャンネルを形成する送信合成手段; および

前記送信合成手段によって生成された前記合成信号の対応する部分の値にตอบสนองして、前記送信チャンネル上で送信され、前記受信機によって受信された前記通信信号の部分の値を変更して、それにより信頼水準と前記受信機によって受信された通信信号とを関連づける変更手段;

を含んでなることを特徴とする信号重み付けシステム。

2. 前記等化手段によって形成される前記等化器は、最尤シーケンス推定器を含んでなることを特徴とする請求項1記載の信号重み付けシステム。

3. 前記等化手段は、前記通信信号が複素通信信号からなる場合に、前記通信信号を実数に変換する複素/実数変換器を形成する変換手段をさらに含んでなることを特徴とする

請求項1記載の信号重み付けシステム。

4. 前記等化信号の送信を合成する前記送信合成手段は、少なくとも一つの適応型フィルタを含んでなることを特徴とする請求項1記載の信号重み付けシステム。

5. 前記適応型フィルタは、有限インパルス応答フィルタを含んでなることを特徴とする請求項4記載の信号重み付けシステム。

6. 前記送信合成手段は、前記合成送信チャンネル上で発生したシンガル間干渉のレベルを表すレベルの値を有する第1合成信号を生成する第1適応型フィルタと、前記合成送信チャンネル上で発生した時変雑音のレベルを表すレベルの値を有する第2合成信号を生成する第2適応型フィルタとを含んでなることを特徴とする請求項4記載の信号重み付けシステム。

7. 前記変更手段は、前記第1の合成された再送信信号と、前記第2の合成された再送信信号の両方の対応する部分の値にตอบสนองして、前記通信信号の前記部分の値を変更することを特徴とする請求項6記載の信号重み付けシステム。

8. 前記送信合成手段は、複素変調信号を合成する手段をさらに含んでなることを特徴とする請求項1記載の信号重み付けシステム。

9. 前記変更手段は、前記送信チャンネル上で送信され、前記受信機によって受信された前記通信信号の部分と、前記送信合成手段によって生成された合成信号の対応する部

分の反転とを加算する加算手段を含んでなることを特徴とする請求項1記載の信号重み付けシステム。

10. 前記加算手段は、ソフト判定出力信号を生成し、前記送信チャンネル上で送信され、前記受信機によって受信される前記信号の部分の値を変更することは、前記受信機によって受信された前記通信信号と関連する信頼水準を示すことを特徴とする請求項9記載の信号重み付けシステム。

## デジタル受信機用信号重み付けシステム

### 発明の背景

本発明は、一般にデジタル受信機に関し、さらに詳しくは、受信機によって受信される信号を重み付けして、信頼水準 (confidence level) と受信信号とを関連づけるシステムおよびその方法に関する。

2地点間で情報を伝送する通信システムは、少なくとも、送信機および受信機を含み、この送信機と受信機とは伝送チャンネルによって相互接続され、この伝送チャンネル上で情報信号 (情報を含む) を伝送することができる。

一つの種類の通信システムである無線通信システムでは、伝送チャンネルは送信機と受信機とを相互接続する無線周波チャンネルによって構成される。情報信号 (ベースバンド信号と言う) を無線周波チャンネル上で伝送するためには、情報信号は無線周波チャンネル上で伝送するために適した形式に変換しなければならない。

情報信号を無線周波チャンネル上で伝送するために適した信号に変換することは、変調という処理によって行われ、情報信号は無線周波電磁波に重畳される。無線周波電磁波は、無線周波チャンネルを定める周波数の値の範囲内

のある値の周波数の正弦波である。無線周波電磁波は、一般に搬送信号と呼ばれ、情報信号によって変調されると、この無線周波電磁波は変調情報信号という。変調情報信号は、自由空間で伝送できる通信信号を含む。

変調情報信号の情報内容は、搬送信号またはその近傍を中心とした周波数範囲を占める。変調情報信号は自由空間を介して無線周波チャンネル上で伝送して、情報信号の内容を通信システムの送信機と受信機との間で伝送することができるので、送信機と受信機とは互いに近接して配置する必要はない。

搬送信号に情報信号を変調して、無線周波伝送チャンネル上でそのような伝送を可能にするさまざまな変調方法が開発されている。そのような変調方法には、振幅変調 (AM)、周波数変調 (FM)、位相変調 (PM)、FSK (frequency-shift keying modulation)、PSK (phase-shift keying modulation) およびCPM (continuous phase modulation) がある。CPM法の一つの種類に、GMSK (Gaussian minimum shift keying modulation) がある。

変調情報信号を受信する受信機は、搬送信号に変調された情報信号を検出、あるいは復元するための回路を内蔵している。一般に、受信機の回路は、変調情報信号を検出あるいは復元するために必要な回路のほかに、受信機によって受信された変調情報信号を低い周波数に変換するための

回路 (いくつかの回路段によって構成される場合もある) を含む。変調情報信号の情報内容を検出または復元する処理は復調といい、復調を行なう回路のことを復調回路または復調器という。ダウンコンバート回路と復調器を合わせて復調回路という場合もある。

同時に伝送される変調情報信号が異なる周波数の搬送信号からなり、かつ、変調情報信号の周波数が重複しない限り、複数の変調情報信号を同時に伝送することができる。つまり、変調情報信号の情報内容 (すなわち、変調スペクトル) が近接した値の周波数の搬送信号上に変調された対応する信号と重複することを防ぐため、同時に伝送される変調情報信号の搬送信号の周波数は周波数分割されなければならない。

受信機は、特定周波数の受信信号のみを通過させ、周波数をダウンコンバートし、特定帯域幅内の信号のみを復調するための同調回路および他の濾波回路を含む。このような同調および濾波回路は、その通過帯域によって定められる周波数内の周波数成分を有する信号のみを通過させる周波数通過帯域を形成する。

搬送信号が構成され、情報信号が変調される広い範囲の周波数は、電磁周波スペクトルという。規制機関はこの電磁周波スペクトルを周波数帯に分割し、この周波数帯のそれぞれは電磁周波スペクトルの周波数範囲を定めている。周波数帯はさらにチャンネルに分割され、これらのチャン

ネルは通信システムの伝送チャンネルをなす。規制機関は、同時に伝送される変調情報信号間の干渉を最小限に抑えるため、電磁周波スペクトルの特定の周波数帯における無線周波信号の伝送を規制している。

例えば、800MHzから900MHzまでの100MHzの部分は、米国において無線電話通信用に割り当てられている。無線電話通信は、例えば、セルラ通信システムで利用される無線電話装置によって行なわれる。このような無線電話装置は、変調情報信号を同時に発生し、受信して、無線電話装置と遠隔受信機との間の双方向通信を可能にするための回路を内蔵している。

一般に、セルラ通信システムは、ある地理的地域全体において離間した位置に複数の基地局を配置することによって形成される。各基地局は、一つまたは多くの無線電話装置によって伝送される変調情報信号を受信し、一つまたは多くの無線電話装置に変調情報信号を伝送するための回路を内蔵している。基地局および無線電話装置は共に変調情報信号の送受信を行なうことができるので、無線電話装置と基地局との間の双方向通信が可能になる。

少なくとも一つの基地局が地理的地域における任意の位置に配置された無線電話装置の伝送範囲内になるように、セルラ通信システムの各基地局の位置は慎重に選択される。基地局の配置は離間している性質上、基地局が配置されている地理的地域の部分は個々の基地局と関連している。各

離間した基地局に隣接する地理的地域の部分は「セル」を定め、複数のセル（各セルが一つの基地局と関連している）が集まって、セルラ通信システムによって網羅される地理的地域を形成している。セルラ通信システムの任意のセルの境界内に位置する無線電話装置は、少なくとも一つの基地局に対して変調情報信号の送受信を行なうことができる。

一般に、無線電話装置と基地局との間の通信は、データ信号と音声信号とを含み、これらの信号は、一本または複数のチャンネル上で交互に、あるいは同時に伝送される。基地局と無線電話装置との間で伝送されるデータは、特定の無線周波チャンネル上で無線電話装置に信号を受信させたり送信させる命令を含む。また、特定の基地局からの変調情報信号の送信が特定の無線電話装置によって受信されることを確保するため同期をとることを目的として、基地局と無線電話装置との間で信号が伝送される。

セルラ通信システムの多用化により、セルラ無線電話通信用に割り当てられた周波数帯域のすべての利用可能な伝送チャンネルがフル利用される場合が多くなっている。その結果、無線電話通信用に割り当てられた周波数帯域をより効率的に利用するため、さまざまな考案が提唱されている。無線電話通信用に割り当てられた周波数帯域の利用の効率化により、セルラ通信システムの伝送容量は増加する。

セルラ通信システムの伝送容量を増加する一つの手段は、デジタル変調方法を利用することである。情報信号がデジ

タル形式に変換されると、一本の伝送チャンネルを利用して、2本以上の情報信号を順次伝送することができる。2本以上の情報信号が一本の伝送チャンネル上で伝送できるので、既存の周波数帯域の伝送容量は2倍以上に増加することができる。

一般に、まず（一例として）アナログ／デジタル変換器によってアナログ信号はデジタル形式に変換され、ついである符号化方式によって符号化される。次に、符号化された信号は変調され、無線周波チャンネルの情報信号を伝送する。このようなデジタル信号を伝送するため有利に利用できる変調方法は、前述のGMSK変調である。この変調方法については、"Digital Phase Modulation" by J. S. Anderson, T. Aulin, and C. E. Sundberg, Published by Plenum Press, Copyright 1986においてさらに詳細に説明されている。

無線周波伝送チャンネルにおける信号の伝送には、伝送チャンネルで信号を伝送することによって生じる雑音や他の干渉により誤りが発生しやすい。雑音は、例えば、スプリアス信号や他の通波信号の存在によって生じる。他の干渉は、例えば、伝送信号が人工の物体や自然の物体に反射して生じる。このように伝送信号が反射することにより、信号が受信機に伝送される経路に対応する異なる時間（信号遅延という）において同一信号が受信される。例えば、伝送信号が物体で反射して、送信機と受信機との間の経路

の長さが4/5マイル増加すると、この経路長の増加によって4マイクロ秒の遅延が生じる。経路長の増加によって、遅延時間も増加する。このような信号遅延のため、受信機によって受信される信号は、実際には、複数の経路で受信機に伝送される一つの伝送信号の和である。従って、伝送チャンネルは「マルチパス・チャンネル」と呼ばれる場合が多い。このような信号遅延により、信号干渉が生じる。

伝送または送信信号がデジタル符号化信号である場合、マルチパス・チャンネル上で信号を伝送することによって生じる干渉により、シンボル間干渉 (intersymbol interference) という干渉が生じる。セルラ通信システムで利用されるデジタル符号化信号を270キロビット／秒以上のビット・レートで伝送すると、上記のわずかな4マイクロ秒の遅延でも、かなりのシンボル間干渉が生じることがある。

伝送デジタル符号化信号は伝送信号の冗長度を増加するために符号化されるので、そのようなシンボル間干渉によって生じる誤り（および他の雑音によって生じる誤り）の一部は、受信機によって受信される信号の受信復号処理において除去される。しかし、誤って復号される信号を生じるシンボル間干渉によって発生する各誤りは、送信機と受信機との間の通信の品質を低下するので、そのような誤りの有無を検出すること、あるいはそのような誤りの尤度 (likelihood) を指示することは極めて望ましい。

ソフトウェア構成およびハードウェア構成の等化回路が

知られており、マルチパス・チャンネル上の信号伝送の影響を補正するために利用されている。例えば、1989年10月13日にDavid E. North, Phillip D. Nasky, Gerald P. Labadie によって出願された米国特許出願第422, 177号'Soft Decision Decoding With Channel Equalization' および1989年11月29日にDavid E. North によって出願された米国特許出願第442, 971号'Soft Trellis Decoding' は共に、マルチパス・チャンネル上の信号伝送によって生じるシンボル間干渉を補正するため等化回路を利用するシステムを開示している。上記の開示において用いられるチャンネル等化器は、最大シーケンス推定器 (maximum likelihood sequence estimator: MLSE) によって構成される。MLSEは、受信機によって実際に受信される信号に 대응して、伝送信号のシーケンスを推定すべく動作する。一般に、MLSE (および他の設計の等化器) は、マルチパス・チャンネル上の信号の伝送によって生じるシンボル間干渉を除去すべく動作する。MLSEによって発生される信号は、受信復号回路 (decoder circuitry) に印加される。復号回路は等化された信号 (およびMLSEの場合には、推定された信号) を復号し、送信符号回路 (encoding circuitry) によって意図的に生成された信号内の冗長成分を除去する。

MLSEの動作については、'Adaptive Maximum-Likelihood Receiver for Carrier-Modulated Data-

Transmission Systems,' by G. Ungerboeck, in the IEEE Transactions on Communications, volume COM-32, pages 624-635, May, 1974においてより詳細に説明されている。そこで開示されているMLSEは整合フィルタとビタビ・アルゴリズムとによって構成され、この整合フィルタには受信機によって受信された信号 (この信号はダウン・コンパートおよび復調回路によってダウン・コンパートされ、復調されている) が供給され、ビタビ・アルゴリズムには整合フィルタによって通過された信号が供給される。

ビタビ・アルゴリズムは可能な経路の格子 (trellis) を形成し、その特定の行列を用いて、データのシーケンス (または流れ) を形成している。ビタビ・アルゴリズムの出力における信号はデータ・ビットのシーケンスなので、MLSEの出力はハード判定信号である (すなわち、デジタル値のビットのシーケンスによって構成される)。

伝送信号はデジタル符号化信号であるが、情報信号は、いったん正弦波の搬送信号上に変調されると、アナログ信号となる。実際に伝送されるデジタル符号化信号が構成される可能な値は有限である (例えば、デジタル符号化信号がバイナリ信号の場合、デジタル符号化信号は2つの値しかとらない) ので、MLSEの出力はそれに対応する数の可能な値となる。MLSEのビタビ・アルゴリズムは、アナログ形式で印加されるデジタル符号化信号をデータ・シーケンスに変換する。このような変換およびビタビ・アル

ゴリズムによって生成されるデータ・シーケンスを用いることは、MLSEに印加される信号のすべての情報を完全に利用していない。

特に、MLSEによって実際に受信され、その一部を構成する整合フィルタによって通過される信号は、MLSEのビタビ・アルゴリズムによって生成されたデータ・シーケンスと比較される。このような比較を利用して、受信復号回路に与えられる信号に関連する信頼水準 (level of confidence) を指示し、それにより受信信号が正確であると考えられる信頼水準を示すことができる。このような指示を利用して、マルチパス・チャンネル上の信号の伝送によって生じるシンボル間干渉に起因する誤りや、その結果生じる通信品質の劣化を最小限に抑えることができる。

従って、デジタル受信機によって受信された信号を最大限に利用して、マルチパス・チャンネル上で伝送される信号の雑音および/またはシンボル間干渉に起因する誤りを最小限に抑えるシステムが必要とされる。

#### 発明の概要

従って、本発明は、信頼水準と、マルチパス・チャンネル上で送信され、デジタル受信機で受信される通信信号とを関連させる信号重み付けシステムを提供する。

さらに、本発明は、デジタル符号化信号を受信すべく構

成された受信機について受信信頼水準インジケータを提供し、このインジケータは、信頼水準と、受信機によって受信されたデジタル符号化信号の一部とを関連させる重み付けソフト判定信号を与えるべく動作する。

さらに、本発明は、デジタル符号化信号を受信すべく構成されたトランシーバを提供し、このトランシーバは、信頼水準と、受信機によって受信されるデジタル符号化信号の一部とを関連させる重み付けソフト判定信号を与えるべく動作する信頼水準インジケータを内蔵している。

さらに、本発明は、信頼水準と、伝送チャンネル上で伝送され、受信機によって受信される通信信号の一部とを関連させる方法を提供する。

本発明に従って、信頼水準と、伝送チャンネル上で伝送され、受信機によって受信される通信信号の一部とを関連させる信号重み付けシステムが開示される。本システムは、受信機によって受信された通信信号を等化し、かつ、伝送チャンネル上で伝送する前の通信信号を表す等化信号を発生する等化器を含んで構成される。合成伝送チャンネルは、等化器によって生成された等化信号の伝送を合成し、合成再送信信号を発生する。伝送チャンネル上で伝送され、受信機によって受信される通信信号の一部の値は、合成伝送チャンネルによって発生された合成再送信信号の対応する部分の値に 대응して変えられ、それにより信頼水準と、受信機によって受信された通信チャンネルとを関連させる。

第1図は、デジタル符号化情報信号を送信し、受信すべく動作可能な通信システムのブロック図であり、伝送チャンネルはマルチパス・チャンネルを含んでなる。

第2図は、本発明のシステムの簡略ブロック図である。

第3図は、本発明のシステムの一部を構成する有限インパルス応答フィルタの機能ブロック図である。

図4図は、信頼水準と、GMSK変調信号からなる通信信号とを関連させるべく動作可能な本発明のシステムのブロック図である。

第5図は、信頼水準と、GMSK変調信号からなる通信信号とを関連させる本発明のシステムの別の実施例であり、マルチパス・チャンネル上で伝送される信号のシンボル間干渉をキャンセルするため実フィルタが用いられている。

第6図は、信頼水準と、マルチパス伝送チャンネル上で伝送される通信信号の一部とを関連させる本発明のシステムのさらに別の実施例のブロック図であり、同一チャンネル干渉によって生じるような時変雑音(time-varying noise)の存在によって干渉がさらに生じている。

第7図は、本発明のシステムを内蔵するトランシーバのブロック図である。

第8図は、本発明の方法の段階を図示する論理フロー図である。

度を増加することによって、信号の伝送中に発生する伝送誤りや他の信号歪みにより、実際の伝送信号の情報内容が誤って判断される可能性が低くなる。

チャンネル符号器32によって生成される符号化信号は、変調器36に与えられる。変調器36は、変調方式に従って、与えられた符号化信号を無線周波搬送波に変調する。前述のように、デジタル符号化信号を変調する一つの変調方法として、GMSK変調方法がある。

情報源24、ソース符号器28、チャンネル符号器32および変調器36は共に、通信システム20の、点線部分で示されているブロック40と記された送信部をなす。

送信部40の変調器36は変調情報信号を発生し、この信号は図中の点線部に示されている伝送チャンネル44上で自由空間を介して伝送される。前述のように、一般に、伝送チャンネルはマルチパス・チャンネルであり、変調器36によって伝送される変調情報信号は、図中で縦長のブロック48A、48B、...、48Nで記されている複数の経路上で真無に伝送される。これらの経路のうち一つの経路のみが直接経路であり、残りの経路は、そこで信号が伝送されると、シンボル間干渉を発生させる。あるいは、直接経路がないこともある。ブロック48A~Nで示される経路は、伝送チャンネル44によって形成されるマルチパス・チャンネルの伝送経路をなす。前述のように、変調情報信号が伝送されるマルチパス・チャンネルの個々の経

まず、第1図のブロック図において、概して参照番号20で記される通信システムが示されている。通信システム20は、デジタル符号化信号を送受信すべく動作可能である。ブロック24で記されているアナログ情報源は、例えば、音声信号やデータ信号などの情報信号源を表している。情報源24が音声信号からなる場合には、情報源24は、音声信号を所望の特性の電気信号に変換するトランスデューサまたは他の適切な回路を含んでいる。

アナログ情報源24によって発生される情報信号は、ソース符号器28に供給される。ソース符号器28は、情報源24によって供給された情報信号をデジタル信号に変換する。ソース符号器28は、例えば、情報源24によって発生されたアナログ情報信号が供給されると、デジタル信号を発生するアナログ/デジタル変換器からなってもよい。

ソース符号器28によって生成されたデジタル信号は、チャンネル符号器32に与えられる。あるいは、デジタル情報源をチャンネル符号器28に直接供給してもよい。チャンネル符号器32は、供給されたデジタル信号を符号方式に従って符号化する。チャンネル符号器32は、ブロック符号器および/または畳み込み符号器(convolutional encoder)からなり、与えられたデジタル信号を符号化信号に変換し、デジタル信号の冗長度を増加する。信号の冗長

路は異なる経路長を有しているもので、経路48A~48Nのそれぞれで変調情報信号を伝送するのに要する時間は異なる。さらに、伝送チャンネル44からなるマルチパス・チャンネルは雑音がないわけではなく、信号がチャンネル44の経路48A~48Nのそれぞれで伝送されると、雑音に変調情報信号に導入される。このような雑音はブロック図において矢印52で記されており、例えば、熱雑音または同一チャンネル妨害によって生じる雑音を含む。マルチパス・チャンネル上の伝送によって生じる干渉およびマルチパス・チャンネル上の伝送中に導入される雑音は、受信機によって補正されなければ、送信機と受信機との間の通信の品質を低減する。

伝送チャンネル44の経路48A~48N上で伝送される変調情報信号は、復調器56によって受信される。図示されていないが、いったん受信されると、変調情報信号はまずダウン・コンバート回路に印加され、受信信号を低い周波数に変換してもよい。復調器56は受信信号を復調して、復調信号を発生し、この復調信号はチャンネル等化器60に印加される。チャンネル等化器60は、マルチパス・チャンネル上の伝送によって変調情報信号に導入されるシンボル間干渉を補正する。チャンネル等化回路60は、チャンネル復調器64に与えられる信号を生成する。

チャンネル復調器64は送信部40のチャンネル符号器32に対応するが、符号化信号を復号する機能を果たす。

チャンネル復号器64は、デジタル形式の復号信号を生成し、この復号信号はソース復号器68に送られる。ソース復号器68は、与えられたデジタル信号を、情報シンク (information sink) 72に印加するのに適した形式に変換する。情報シンク72は、例えば、受信機のイヤピース (earpiece) またはスピーカ部、もしくは他のトランスデューサからなり、ソース復号器68によって発生された復号信号を含む電気信号を人間が知覚できる信号に変換する。(あるいは、デジタル情報の場合、チャンネル復号器64は復号信号を情報シンク72に直接供給することができる。)

復調器56、チャンネル復号器64、ソース復号器68および情報シンク72は共に、通信システム20の点線部のブロック76によって示される受信部をなす。

チャンネル等化回路60は本発明の信号重み付けシステムをなし、信頼水準は、そこに供給される復調信号と関連される。チャンネル等化回路60によって発生される出力信号はソフト判定 (soft-decision) 信号を形成し、この信号がチャンネル復号器64に与えられると、この復号器に対して信号の信頼水準の指示を与え、信号のより正確な復号を可能にする。

第2図において、本発明の信号重み付けシステムの簡略ブロック図を示す。第1図の伝送チャンネル44のような伝送チャンネル上で送信され、受信機によって受信された

通信信号は復調され、ライン86上で整合フィルタ92に送られる。整合フィルタ92は適応型フィルタであることが好ましく、マルチパス・チャンネルに整合されている。整合フィルタ92の係数は、ライン98上で与えられる。ライン98上でフィルタ92に与えられた係数は、チャンネル・インパルス応答の関数であり、これは、例えば、チャンネル・サウンディング (channel sounding) 動作によって判定できる。ライン86上でフィルタ92に与えられる復調信号は、非常に多くの異なる離散レベルからなり、それによりアナログ信号を近似しているデジタル信号を含むデジタル信号からなってもよいことに留意されたい。従って、ライン104上で整合フィルタ92によって生成される濾波信号は、アナログ信号と同様に近似することができるが、この信号の情報内容はデジタル符号化シーケンスである。

ライン104はビタビ・アルゴリズム110に結合され、整合フィルタ92によって生成された信号をそこに与える。整合フィルタ92は、受信信号の有効成分を増加すべく動作する。ビタビ・アルゴリズム110にはライン112上で係数が与えられ、この係数はチャンネル・インパルス応答の関数である。整合フィルタ92およびビタビ・アルゴリズム110は共に、図中の点線部で示されるブロック116によって表される最尤シーケンス推定器 (MLSE) を形成する。MLSE 116は、前述のUngerboeckの引例

において開示されている最尤シーケンス推定器と同様である。MLSE 116は、プロセッサ内で具現されるソフトウェア・アルゴリズムによって構成されることが好ましい。あるいは、MLSE 116はハードウェア構成でもよいことはもちろんである。以下に示す各好適な実施例はその一部を構成するMLSEを有しているが、本発明は、例えば、近MLSE (near-MLSE) または判定帰還等化器 (decision feedback equalizer) などの他の等化器構成を含んでもよいことに留意されたい。

従来のように、ビタビ・アルゴリズム110は、デジタル符号化信号がライン104上で与えられると、データのシーケンスを推定する格子 (trellis) を形成する。データのシーケンスは、ライン122上で生成されるハード判定信号をなす。ライン122上で生成されるハード判定信号をなすデータ・シーケンスは、実際に伝送されるデータ・シーケンス (すなわち、受信された信号から、マルチパス・チャンネル上の伝送によって生じる歪みを差し引いたもの) の推定である。しかし、例えば、雑音、レイリー・フェージングおよび/または同一チャンネル干渉などにより、マルチパス・チャンネルにおける伝送の結果、通信信号にかなりの干渉が発生すると、MLSE 116によって生成される推定シーケンスは通信信号の誤った推定を含むことがある。このような誤った推定が受信復号器に与えられると、実際の通信信号の復号が不正確になるため、通信の品

質が低下する。そのため、送信機と受信機との間の通信品質の劣化を最小限に抑えるため、別の誤り訂正が望ましい。

従って、本発明により、MLSE 116によって生成されるハード判定信号を復号回路に直接与えずに、ライン122がビット・マップ (bit mapper) 128に結合される。ビット・マップ128は、ライン122上で生成されたデータ・シーケンス (論理0および論理1からなる) を正および負の数値に変換する。つまり、論理0は正の1の値 (つまり+1) に変換され、論理1は負の1の値 (つまり-1) に変換される。MLSE 116の構成と同様に、ビット・マップ128はプロセッサ内で具現されるソフトウェア・アルゴリズムとして構成されることが好ましい。あるいは、ビット・マップ128はハードウェア構成でもよい。ビット・マップ128は、ライン134上でハード判定出力を生成し、これはフィルタ140に与えられる。

フィルタ140は、有限インパルス応答 (FIR) フィルタからなる適応型フィルタであり、このフィルタは整合フィルタ92およびビタビ・アルゴリズム110と同様に、ライン148上で係数を受け取り、この係数はマルチパス・チャンネル・インパルス応答の関数であり、これはチャンネル・サウンディング動作によって判定されることが好ましい。フィルタ140は、通信信号が伝送された直接経路以外のマルチパス・チャンネルの特性を復元すべく機能する。ライン148上で与えられる係数を適切に選択する

ことにより、マルチパス・チャンネルの直接経路の復元が阻止される。また、本発明の好適な実施例では、整合フィルタ92は印加される信号のエネルギーを集中するので、フィルタ140はマルチパス・チャンネルを復元するだけでなく、整合フィルタ92の動作を補正するように修正されることに留意されたい。

実質的には、フィルタ140は、通信信号が伝送された直接経路以外のマルチパス・チャンネルを合成する。MLSE116およびビット・マップ128と同様に、フィルタ140はプロセッサ内で具現されるアルゴリズムによって構成されることが好ましい。あるいは、フィルタ140はハードウェア構成でもよい。フィルタ140によって生成される信号は反転され、加算器158に与えられる。

加算器158にはさらに、ライン104上でMLSE116の整合フィルタ92によって生成され、遅延素子164によって適切に遅延された出力信号が与えられる。遅延素子164は、ライン104上で生成された整合フィルタの出力信号を、ビタビ・アルゴリズム110、ビット・マップ128およびフィルタ140の動作に必要な演算時間に対応する期間のあいだ遅延し、加算器158に与えられる信号が互いに対応するようにする。図中に示されるように、ライン104の分岐170は遅延素子164に与えられ、遅延素子164によって生成される遅延信号はライン176上で加算器158に与えられる。ここでも、加算器

158および遅延素子164は、プロセッサ内で具現されるアルゴリズムからなることが好ましい。

ライン176上で加算器158に与えられる信号は、整合フィルタ92によって生成された濾波信号であり、この濾波信号は遅延素子164によって時間的に遅延されている。ライン152上で加算器158に与えられる信号は、算術的なデータの推定シーケンスであり、通信信号が伝送されたマルチパス・チャンネルの特性に対応するフィルタ係数を有するフィルタ140によって濾波される。フィルタ140は直接経路を除くマルチパス・チャンネルの部分を合成すべく機能するので、ライン152上で生成される信号は、直接経路を除くマルチパス・チャンネルの部分で伝送された信号を表す。

ライン152、176上で加算器158に与えられた信号を加算することにより、濾波され遅延された信号（ライン176上で加算器158に与えられた信号の値によって変更される。ライン176上で生成される信号は直接経路上で生成された信号を表すので、ライン184上で加算器158によって生成された出力信号は直接経路上で生成された信号を表す値のみを含む。マルチパス・チャンネルの他の経路上で伝送された信号を表す信号は、加算器158によって除去される。信頼水準は、ライン184上で生成された信号の大きさに対応するデジタル符号化信号の値と関連

している。図中でブロック190によって表されるチャンネル復号器にこのような信号を印加することにより、信号をより正確に復号することができ、復号誤りを低減し、通信信号の品質を向上することができる。畳み込み符号器を図1のチャンネル符号器として利用する場合、復号器190はソフト判定ビット復号器であることが好ましい。

第3図は、第2図のフィルタ140と設計的に類似している3タップ型有限インパルス応答(FIR)フィルタのブロック図である。好適な実施例ではフィルタ140は9タップ型フィルタからなっているが、第3図に示す3タップ型フィルタの動作は9タップ型フィルタのそれと同様である。

既に参照番号240で記される第3図の3タップ型FIRフィルタには、ライン234上で入力信号が与えられる。ライン234上の信号は、遅延素子248、254に順次与えられる。また、ライン234上の信号は係数ブロック260に結合され、ライン234上で信号をそこに与える。遅延素子248の出力側は係数ブロック264に結合され、遅延素子248によって生成された遅延信号をそこに与える。遅延素子254の出力側は係数ブロック268に結合され、遅延素子254によって生成された遅延信号をそこに与える。係数ブロック260~268にはさらに、チャンネル・インパルス応答の関数である係数に対応する値の入力信号がライン272、276、280上でそ

れぞれ与えられる。係数ブロック260、264、268の出力側はさらに、加算器282に結合される。加算器282は、与えられた信号を加算し、ライン284上で出力信号を生成する。以下に説明する本発明の好適な実施例についてわかるように、フィルタの中央タップ、すなわちこの場合、中央タップ係数ブロック264によって生成される出力信号は、そこに与えられる入力信号が0の値なので、0の値である。

ライン234上でフィルタ240に与えられる信号がビット値のシーケンスからなるハード判定信号からなる場合、このようなシーケンスを遅延素子248~254に印加することにより、それぞれのブロックの出力側における信号は、ライン234上で与えられるデータ・シーケンスの隣接ビットに相当する値となる。9タップ型FIRフィルタは第3図のフィルタ240と同様であるが、図示のような2つの遅延素子(素子248、254)ではなく、8つの遅延素子からなる。これに対応して、係数ブロックの数も増加する。図示の3タップ型FIRフィルタについて、入力信号および各遅延素子の出力側における信号は、与えられたデータ列の3つの連続するビットに対応する値であり、これらはそれぞれの係数ブロック260、264、268によって重み付けされる。ブロック260、264および/または268の係数が0の値の場合、該当する係数ブロックから加算器282に信号は供給されない。係数0は、

その経路にシンボル間干渉がないことを表す。しかし、マルチパス・チャンネル上の伝送によりシンボル間干渉が発生すると、係数ブロック260~268の値は0以外の値となる。例えば、遅延素子248の出力信号が「現データ・ビット」とであるとみなされると、ライン284上で与えられる信号は「直後のデータ・ビット」の値を表し、遅延素子254の出力側の信号は「直前のデータ・ビット」の値を表す。従って、ライン284上で生成される加算信号は、現データ・ビットの重み付けされた値と、直後のデータ・ビットおよび直前のデータ・ビットの値との和であり、それによってマルチパス・チャンネル上の信号の伝送の影響を合成する。同様に、9タップ型FIRフィルタは、マルチパス・チャンネル上の信号の伝送を合成するが、さらの多くのデータ・ビット数によって生じる干渉を表す信号を生成する。

第4図は、本発明の信号重み付けシステムのブロック図であり、このシステムは、通信信号が差分符号化GMSK変調方法によって変調される場合に、通信信号の信頼水準比率を関連させる。信号の差分符号化の詳細については、'GSM Recommendation 05.14: Modulation' という文書において詳しく説明されている。差分符号化GMSK変調方法によって変調された信号は、次式によって数学的に表すことができる。

ただし、 $X(t)$  は実信号  $x(t)$  の複素数（解析数）であり、 $\text{Re}[\ ]$  は括弧  $(\ )$  内の複素数の実数部を生成する演算子である。

このようなGMSK変調信号がGMSK受信機によって受信されると、この受信機の復調回路（特に、直交または直角位相復調器）は、上記の第1式の余弦項および正弦項を除去する、すなわち、 $e^{j\omega_c t}$  の係数を第2式の  $x(t)$  の複素数に掛け、実数部をとることによって、上記の第2式の  $e^{j\omega_c t}$  項を除去すべく動作する。すなわち、

$$\begin{aligned} \text{Re}[e^{-j\omega_c t} X(t)] \\ &= \text{Re} \left[ \sum_{k=1}^{\infty} a_k p(t-(k+1)T) e^{-j\omega_c t} e^{j\omega_c t} \right] \\ &= \text{Re} \left[ \sum_{k=1}^{\infty} a_k p(t-(k+1)T) \right] \end{aligned} \quad (3)$$

または、

$$\begin{aligned} x(t) &= \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k a_{2k-1} p(t-2kT) \cos(\omega_c t) \\ &\quad + \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k a_{2k} p(t-2kT+T) \sin(\omega_c t) \end{aligned} \quad (1)$$

ただし、

$a_k$  は、値  $+/-1$  を有する非差分符号化データ・ビット；

$\omega_c$  は、ラジアン/秒単位の搬送周波数；

$T$  は、ビット期間；

$p(t)$  は、 $-T \leq t \leq T$  の場合に  $p(t) = \cos(\pi t / 2T)$  として、それ以外の場合に0として近似的に表すことのできる等価ベースバンド・パルスである。

複素数を利用することにより、 $x(t)$  は次式のように表すことができる。

$$x(t) = \text{Re} \left[ \sum_{k=1}^{\infty} a_k p(t-(k+1)T) e^{j\omega_c t} \right] = \text{Re} [X(t)] \quad (2)$$

$$\begin{aligned} \text{Re}[e^{-j\omega_c t} X(t)] &= \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k a_{2k-1} p(t-2kT) \\ &\quad + \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k a_{2k} p(t-2kT+T) \end{aligned} \quad (4)$$

$(-1)^k$  項により、復調信号のビットの一つおきのビット対は反転される。交互のビット対をこのように反転することは、GMSK変調処理とともに差分符号化を行なうことによって生じる。

実際的には、GMSK信号が相加性雑音 (additive noise) とともにマルチパス・チャンネルを伝搬した後に得られる受信信号に対して復調が行なわれる。復調された後、複素受信信号は次式のように表すことができる。

$$r(t) = \left[ \sum_{k=1}^{\infty} a_k p(t-(k+1)T) \right] + n(t) \quad (5)$$

ただし、

$h(t) = g(t) * p(t)$  は、マルチパス・チャンネルならびに送信および受信フィルタを含む全伝送チャ



シネルの応答であり、 $g(t)$ はマルチパス・チャンネルの複素低域通過等価インパルス応答（\*は畳み込みを表す）

$w(t)$ は、複素相加性白ガウス雑音；

$r(t)$ は、受信信号の複素数である。

第4図において、直交復調器によって生成される復調信号は、ライン286上で整合フィルタ292に送られる。第4図における太い矢印は、そこで生成される複素信号を表す。上記のように、受信GMSK信号は、このような複素数を用いて表すことができる。整合フィルタ292は適応型フィルタであり、その係数は、ライン298上で整合フィルタ292に与えられるチャンネル・インパルス応答の関数である。整合フィルタのインパルス応答は、次式によって定義することができる。

$$g_{mf}(t) = h^*(-t)$$

ただし、上付き文字\*は複素共役演算を表し、 $h(t)$ は先に定義した全チャンネル応答である。

整合フィルタ292は、濾波された複素信号をライン304上で生成し、この信号はT時間ごとに標本化され、次式のように数式的に表すことができる。

である係数が与えられる。ビタビ・アルゴリズム314に与えられる実数値の受信信号は、次式のように表すことができる。

$$z_n = \sum_{l=1}^L \alpha_{n-l} z_l + u_n \quad (7)$$

ただし、実数値の係数 $\alpha_l$ は次式によって支配される。

$$s_l = E\{[j^{-l} s_1] \cdot [E\{s_1\}]^{-1} [h(t) \cdot h^*(-t)] \mid_{t=|T|} = 1\} \quad (8)$$

ビタビ・アルゴリズムは、最尤シーケンスとしてシーケンス $\{\alpha_n\} = \{\alpha'_n\}$ を判定し、これは次式を介して状態 $\{\sigma_{n-1}\}$ から状態 $\sigma_n$ まで隠存メトリック (survivor metric)  $J_n(\sigma_n)$ を最大にする。

$$J_n(\sigma_n) = \alpha'_n \cdot s_n + \max_{(\sigma_{n-1})} \{J_{n-1}(\sigma_{n-1}) - T(\sigma_{n-1}, \sigma_n)\} \quad (9)$$

ただし、

$\sigma_n$ は、ビタビ・アルゴリズムの現在の状態；

$$s_l = r(t) \cdot g_{mf}(t) \mid_{t=|T|} = \sum_{l=1}^{L-1} \alpha_{n-l} s_l + u_n \quad (6)$$

ただし、

$$s_l = [h(t) \cdot h^*(-t)] \mid_{t=|T|}$$

$u_n$ は整合濾波および標本化後の雑音である。

ライン304上で生成される複素標本 $z_n$ は、複素/実数変換器308に与えられ、この変換器は複素信号標本を実数に変換する。変換器308によって形成された実数値信号はライン308上で生成され、これは選択ビット・インバート310に結合される。インバート310は交互のビット対を変換し、これらのビット対はビタビ・アルゴリズム314に与えられる。伝送前に差分符号化されているので、インバート310に与えられる信号の交互のビット対は反転される。複素/実数変換器308および選択的標本インバート310の組み合わせた効果は、複素標本 $z_n$ に $j^{-n-1}$ を乗じ、次にその複素共役部、すなわち $z_n^* = R\{[j^{-n-1} z_n]\}$ をとることに等しいことに留意された。

第2図のビタビ・アルゴリズム110と同様なビタビ・アルゴリズム314は格子(111111)を形成し、これはそこに与えられた信号に responding データ・シーケンスを推定し、ライン315上でチャンネル・インパルス応答の関数

$\alpha'_n$ は、推定データ・ビット；

$J$ は、隠存メトリック；

$F$ は、式

$$\alpha'_n = \sum_{l=1}^L \alpha_{n-l} \alpha_l \quad (10)$$

によって与えられる可能な後続状態遷移メトリックであり、この最大化は可能な状態 $\sigma_{n-1}$ から $\sigma_n$ までのすべての状態遷移において行なわれる。

整合フィルタ292、複素/実数変換器308、選択的ビット・インバート310およびビタビ・アルゴリズム314は、最尤シーケンス推定器 (MLSE) 316をなす。第2図のMLSE116と同様に、MLSE316はプロセッサ内で展開されるアルゴリズムからなることが好ましい。あるいは、MLSE316はハードウェア構成でもよい。

ビタビ・アルゴリズム316はライン322上でデータ・シーケンスを生成し、このデータ・シーケンスはビット・マップ328に与えられる。ビット・マップ328は、バイナリ・データ・シーケンスの値を算術的な数値に変換する（すなわち、バイナリ0は正の1の値にマッピングされ、バイナリ1は負の1の値にマッピングされる）。ビッ

ト・マップ328はライン330上に算術データ・シーケンスを生成し、このデータ・シーケンスは選択的ビット・インバータ332に与えられる。選択的ビット・インバータ332は、MLSE316の選択的ビット・インバータ310と同様な方法であるが、それとは反対に機能する。ビット・インバータ332は、上式の $(-1)^k$ 項を再導入する。

ビット・インバータ332はライン334上に信号を生成し、この信号は実数/複素変換器336に与えられる。変換器336は、MLSE316の複素/実数変換器306と同様な方法であるが、それとは反対に機能し、ライン338上で与えられた実数信号を複素信号に変換する。

ライン338上で生成される複素信号はフィルタ340に与えられ、このフィルタ340は第2図のフィルタ140と同様に、9タップ型有限インパルス応答(FIR)フィルタをなすが、このフィルタはGMSK信号の伝送を合成するので、フィルタ340は複素フィルタである。つまり、フィルタ340に与えられる信号は複素信号であるので、フィルタ340は複素FIRフィルタである。フィルタ340は、(好ましくは)チャンネル・サウンディング動作によって与えられる係数を有する適応型フィルタであり、これは上記と同じ式によって支配されることが好ましく、同式はライン315上でビタビ・アルゴリズム314に与えられる係数を定義する。この係数はライン341上

で与えられ、複素変換器342によって複素数に変換され、ライン344上でフィルタ340に与えられる。

フィルタ340は、第2図のフィルタ140と同様な方法で機能し、マルチパス・チャンネルを合成し、ライン338上で与えられる複素信号の伝送を合成する。(同様に、フィルタ340の特性は、整合フィルタ292の動作を補正するため修正される。)フィルタ340の中央タップの係数は0であり、伝送信号の直接経路は合成されない。フィルタ340はライン350上で出力信号を生成し、この出力信号は複素/実数変換器354に与えられる。複素/実数変換器は、ライン315上で与えられる複素信号をMLSE316の変換器306と同様な方法で実数に変換する。

変換器354はライン256上で信号を生成し、この信号は反転され、加算器358に与えられる。加算器358にはさらに、ライン308上で変換器306によって生成され、遅延素子364によって時間的に適切に遅延された信号が与えられる。図中に示されるように、変換器306によって生成された信号はライン270上で遅延素子364に与えられ、遅延素子364によって生成された遅延信号はライン376上で加算器358に与えられる。遅延素子364は、ビタビ・アルゴリズム314の必要な期間と、フィルタ340によって形成されるマルチパス・チャンネル上で生成されたデータ・シーケンスの伝送を合成するた

めに必要なその後の動作とに相当する期間の間、与えられた信号を遅延する。

第2図の簡略図の加算器158と同様に、加算器358はライン380上で差信号を生成する。ライン380はビット・インバータ382に結合され、このビット・インバータは、信号の変調を合成する前に、ビット・インバータ332によって再導入された交互のデータ・ビット対のビット反転を除去すべく動作する。非反転信号はライン384上でビット・インバータ382によって生成され、この信号は復号動作を実行する受信復号器(すなわち、第2図のチャンネル復号器190と同様なチャンネル復号器)に与えられる。

第5図のブロック図において、信頼水準と、マルチパス・チャンネルによって伝送されるGMSK変調信号とを関連づける本発明の信号重み付けシステムの別の実施例を示す。第5図のブロック図は、(第4図の実施例で利用されている複素FIRフィルタではなく)実FIRフィルタを利用する本発明のシステム構成である。

第4図のブロック図と同様に、直交復調器によって生成される複素信号は、ライン386上で整合フィルタに392に与えられる。整合フィルタ392は選定型フィルタであり、ライン398上でチャンネル・インパルス応答の関数である係数をさらに受信する。整合フィルタ398はライン404上で差信号を生成し、この信号は複素/実数

変換器406に与えられる。複素/実数変換器406は、ライン404上で与えられた複素信号をライン408上で実数に変換する。ライン408は、ビット・インバータ410に結合されている。ビット・インバータ410は、第4図のビット・インバータ310と同様な方法で、与えられた信号の交互のビット対を反転する。非反転信号は、ライン412上でビット・インバータ410によって生成され、この信号はビタビ・アルゴリズム414に与えられる。ビタビ・アルゴリズム414には、ライン415上で係数が与えられ、この係数はチャンネル・インパルス応答の関数であり、かつ、ライン315上で第4図のビタビ・アルゴリズム314に与えられたチャンネル・インパルス応答の係数を定義するために用いられた同じ数式によって支配される。

整合フィルタ392、複素/実数変換器406、ビット・インバータ410およびビタビ・アルゴリズム414は共に、最尤シーケンス推定器(MLSE)416をなす。

ビタビ・アルゴリズム414は、ライン422上で推定ビット列を生成するための格子(lattice)を形成する。ライン422は、ビット・マップ428に結合される。ビット・マップ428は第4図のビット・マップ328と同様に機能し、ライン430上で算術信号を生成し、この信号はフィルタ440に直接与えられる。フィルタ440は適応型9タップ実数有限インパルス応答(FIR)フィルタ

である。フィルタ440には、チャンネル・インパルス応答の関数である実数係数が与えられる。この係数はライン442上で与えられ、変換器444によって実数に変換され、ライン448上でフィルタ440に与えられる。

フィルタ440は第4図のフィルタ340および第2図のフィルタ140と同様に動作して、マルチパス・チャンネルを合成する。(フィルタ440は、整合フィルタ、この場合には整合フィルタ392の動作を補償するために修正される。)このフィルタの中央タップは、係数が0である。ライン430上で生成された算術信号がフィルタ440に与えられると、マルチパス・チャンネル上での信号の伝送が合成される。フィルタ440はライン448上で出力信号を生成し、この反転は加算器458に与えられる。

つまり、ライン430上でフィルタ440に与えられる信号はシーケンス $(a'_k)$ であり、 $a'_k$ は上記のMLSE推定器によって推定されたデータ・ビットの数値であり、これは値+1/-1をとる。その結果、ライン448上のFIRフィルタ440の出力は次式によって表される。

$$v_n = \sum_{k=-4}^4 f_k a'_{n-k} \quad (11)$$

ただし、 $f_k$ は、複素係数 $s_k$ から変換器444によって

生成される $k$ 番目の実数FIR係数であり、 $k$ が0に等しくない場合、 $f_k = \operatorname{Re}\{j^{-k} s_k\}$ であり、 $k$ が0に等しい場合には0である。 $k = -4, \dots, 0, \dots, 4$ 等について、 $f_k$ は次式によって明らかに表すことができることが上式からわかる。

$$s_{r4} = -s_{i3} = -s_{r2}, s_{i1} = 0, s_{i1} = -s_{r2}, -s_{i3}, s_{r4}$$

ただし、 $s_{rk}$ および $s_{ik}$ は $s_k$ の実数部および虚数部をそれぞれ表す。

ライン470上で生成される信号は第4図のライン310上で生成される信号と同じであり、次式によって表すことができることがわかる。

$$\begin{aligned} i_1' &= \operatorname{Re}\{j^{-1-k} i_0\} \\ &= \operatorname{Re}\{j^{-1-k} \sum_{l=-4}^4 \alpha_{n-l} s_l + j^{-1-k} i_0\} \\ &= \operatorname{Re}\{j^{-1-k} \sum_{l=-4}^4 \alpha_{n-l} s_l\} + \operatorname{Re}\{j^{-1-k} i_0\} \end{aligned} \quad (12)$$

ただし、 $u_n$ は相加性雑音である。

MLSEからの判定が正しいと仮定する、すなわち、 $a'_n$ が伝送ビット $a_n$ と等しいと仮定すると、加算器458の出力は $a_n s_0 + u_n$ に等しいことが上式からわかる。この値の大きさは判定 $a_n$ の信頼性を表すことがMLSE理論からわかっている。この結論は、MLSEがとまどき誤った判定を行なう場合にもほぼあてはまる。従って、加算器458の出力は受信復号器のソフト判定情報として利用できる。

加算器458にはさらに、ライン412上でビット・インバータ410によって生成された非反転信号も与えられ、この信号は遅延素子464によって適切に遅延されている。ビット・インバータ412によって生成されるこの非反転信号はライン470上で遅延素子464に与えられ、遅延素子464は、加算器458に結合されたライン478上で非反転遅延信号を生成する。遅延素子464は、ビタビ・アルゴリズム414の必要な期間と、ライン430上で生成される信号の伝送の合成に必要な期間とに相当する期間の間、与えられた信号を遅延する。加算器458はライン484上で差信号を生成し、この差信号は受信復号器に与えられ、信号を復号する。受信復号器は、ソフト判定ビット復号器を含んで構成される。

第6図は、マルチパス・チャンネル上にある雑音に応じ

て、信号を重み付けして、信頼水準とGMSK変調信号などの信号の部分とを関連させる手段をさらに含む本発明の信号重み付けシステムのブロック図である。第5図のブロック図と同様に、直交復調器によって生成される複素信号はライン486上で整合フィルタ492に与えられる。整合フィルタ492は適応型フィルタであり、ライン498上でチャンネル・インパルス応答の関数である係数が与えられる。整合フィルタ492はライン504上で信号を生成し、この信号は複素/実数変換器506に与えられる。変換器506はライン508上で実数信号を生成し、この信号は選択的ビット・インバータ510に与えられる。ビット・インバータ519は第5図のビット・インバータ410と同様に動作し、ライン512上で非反転信号を生成し、この信号はビタビ・アルゴリズム514に与えられる。ビタビ・アルゴリズム514には、ライン515上でチャンネル・インパルス応答の関数である係数が与えられる。整合フィルタ492、変換器506、インバータ510およびビタビ・アルゴリズム514は共に、点線部のブロックで示される最尤シーケンス推定器(MLSE)を形成する。

ビタビ・アルゴリズム514は、ライン512上で信号を印加することに対応して、データ・シーケンスを推定すべく動作する格子(trail)を形成する。推定されたシーケンスはライン522上で生成され、ビット・マップ52

8に与えられる。ビット・マップ528は、与えられた2進値データ列を算術数値（つまり、正および負の1の値）に変換する。ビット・マップ528によって形成された算術データ列はライン530上で生成され、フィルタ540に与えられ、このフィルタは第5図のフィルタ440と同様に9タップのFIRフィルタである。フィルタ540には、チャンネル・インパルス応答の関数である実数係数が与えられる。この係数はライン542上で与えられ、変換器554によって実数に変換され、ライン548上でフィルタ540に与えられる。ここでも、フィルタ540の中央タップの係数は0の値である。（フィルタ540の特性は、整合フィルタ492の影響を補償するために修正される）。

ライン530上で生成された算術データ列はさらに、フィルタ560に与えられ、このフィルタ560も9タップ実FIRフィルタであり、チャンネル・インパルス応答の関数である係数を有する。フィルタ560は、すべてのマルチパス信号成分が存在する（この場合、直接経路に相当する部分を含む）チャンネルを合成し、データ列をそこに印加することにより、伝送チャンネル上で信号の伝送を合成することが可能になる。フィルタ560によって生成される信号の反転は、加算器562に与えられる。

加算器558、562にはさらに、ビット・インバート510によって生成された非反転信号も与えられ、この信

号は遅延素子564によって時間的に適切に遅延されている。ライン570はビット・インバート510と遅延素子564とを相互接続し、遅延素子564はライン576上で遅延された負でない信号を生成し、この信号は加算器558、562に与えられる。加算器5582の出力は誤差信号 $e_1$ であり、ライン586上でブロック588に与えられ、このブロック588はライン586上で与えられた信号の標本偏差(sample variance)を算出する。この標本偏差は、ブロック588内で示されている式に基づいて計算される。計算された標本偏差はライン590上でブロック592に与えられ、そこで図示のように標本偏差は縮尺率 $1/S_{r0}$ によって縮尺される。 $S_{r0}$ は、整合フィルタ係数のゼロ遅延自己相関(zero-lag, autocorrelation)である。さらに、 $S_{r0}$ は、整合フィルタ係数の複素ベクトルとそれ自身との内積である。ブロック592で計算された縮尺された標本偏差はライン594上で分周器598に与えられる。分周器598は、ライン584上で生成された信号の値を、ライン594上で生成された信号で除算し、ライン600上で信号を生成し、この信号は受信復号器に送られ、そこで信号は復号される。

第7図は、一部分として本発明の信号重み付けシステムを利用する、概して参照番号700で記されるトランシーバを示す。トランシーバ700は、例えば、セルラ通信システムで用いられる無線電話装置でもよい。トランシーバ

部700の受信部は、ページなどの受信専用装置と機能的に同様であることに留意されたい。そのため、本発明の信号重み付けシステムは、ページなどの受信機の一部としても利用できることに留意されたい。

マルチパス・チャンネル上で伝送される信号は、アンテナ706によって受信される。前述のように、マルチパス・チャンネルは雑音の多いチャンネルの場合があり、マルチパス・チャンネル上の信号の伝送により、シンボル間干渉が発生することがある。

アンテナ706によって受信された信号は、ライン718上でフィルタ712に送られる。フィルタ712は受信信号を濾波し、ライン718上で濾波信号を生成する。ライン718はミキサ724に結合され、このミキサは、基準発振器746の発振周波数に反応して、周波数合成器738によって生成された発振信号をライン730上で受信し、この生成された発振信号はライン752上で合成器738に接続されている。ミキサ724はライン718上で与えられた信号をダウンコンバートし、ライン758上でダウンコンバート信号を生成し、この信号はフィルタ764に与えられる。フィルタ764はライン772上で濾波信号を生成し、この信号は第2ミキサ780に与えられる。

ミキサ780はさらに、発振器792によって与えられる発振信号入力をライン786上で受け取る。発振器792の発振周波数は、基準発振器746の発振周波数によ

て制御され、ライン798上で発振器746に結合される。ミキサ780はライン804上で第2ダウンコンバート信号を生成し、この信号は復調回路810に送られる。

復調回路810は、例えば、トランシーバ700に伝送される信号がGMSK変調信号の場合には、直交(quadrature)復調器でもよい。復調器810はライン811上で復調信号を生成し、この信号はA/D変換器812に与えられ、さらに整合フィルタ822に与えられる。

整合フィルタ822は、前述のように適応型フィルタであり、ライン828上でチャンネル・インパルス応答の関数である係数が与えられる。整合フィルタ822はライン834上で信号を生成し、この信号はビタビ・アルゴリズム840に与えられる。整合フィルタ822およびビタビ・アルゴリズム840は共に、図中で点線部のブロック848で示されるMLSEをなす。

ビタビ・アルゴリズム840は、ライン848上でハード判定信号を生成し、この信号はビット・マップ856に与えられる。ビット・マップ856は、与えられた2進データ・シーケンスの論理値を算術値に変換し、ライン864上で算術データ列を生成し、これは適応型フィルタ872に送られる。前述のように、適応型フィルタ872は9タップのFIRフィルタであり、マルチパス・チャンネルの部分を作成（すなわち、FIRフィルタは直接経路を除くマルチパス・チャンネルを合成）し、このフィルタには

ライン880上でチャンネル・インパルス応答の関数である係数が与えられる。

フィルタ872はライン888上で信号を生成し、この信号は加算器896に与えられる。加算器896にはさらに、ライン834上でフィルタ822によって生成され、かつ、遅延素子904によって時間的に遅延された信号が与えられる。加算器896はライン910上で差信号を生成し、この差信号はチャンネル復号器918に与えられ、このチャンネル復号器は一般にソフト判定重み込み復号器である。復号器918は与えられたソフト判定信号を復号し、ライン924上で復号信号を生成し、この信号は音声復号器926に与えられる。音声復号器926はライン928上で信号を生成し、この信号はスピーカ930などのトランスデューサに与えられ、復号信号を人間が知覚できる信号に変換する。参照番号822~896によって記される回路素子は、図中において点線のブロック940によって囲まれており、これは第2図の信号重み付けシステムのブロック図と同様である。第4図、第5図、第6図の信号重み付けシステムは同様に利用され、ブロック940内の回路を構成することができる。

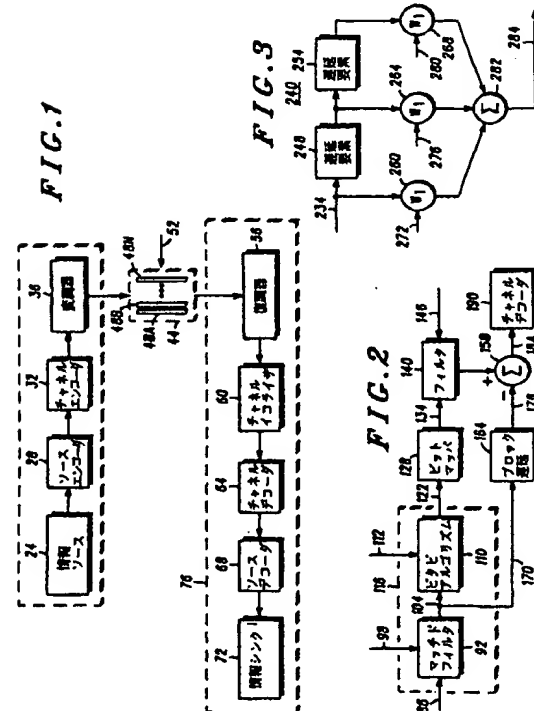
第7図のブロック図はさらに、トランスミッタ700の送信部も示しており、これは音声/ソース/チャンネル符号器948（これはさらにマイクロフォンなどのトランスデューサを含む）、変調器956、ミキサ962、オフセッ

ト変換器968、ミキサ960、ミキサ962、フィルタ968および増幅器974からなる。増幅器974によって生成された増幅信号はライン980上でアンテナ706に送られ、そこから送信することができる。

第8図の論理フロー図において、信頼水準と、伝送チャンネル上で送信され、受信機によって受信される通信信号の部分とを関連させる本発明の方法の段階を示す。まず、ブロック980で示されるように、受信機で受信された通信信号が等化される。次に、ブロック984で示されるように、伝送チャンネル上で伝送される前の通信信号を表す等化信号が生成される。次に、ブロック988で示されるように、等化信号の伝送が合成され（直接経路を除く）、合成された再送信信号がそれによって生成される。最後に、ブロック992で示されるように、伝送チャンネル上で伝送され、受信機によって受信された通信信号の部分の値は、合成信号の部分に対応する値に等価して変更され、信頼水準と受信機によって受信された通信チャンネルとを関連づける。

図示の好適な実施例と共に本発明について説明してきたが、他の同様な実施例も利用でき、本発明から逸脱せずに本発明と同じ機能を実行するため、本実施例に対して修正や追加できることが理解される。例えば、好適な実施例では、最大でシンボル期間の遅延期間を有するマルチパス・チャンネル上で伝送されるM系列変調について、マルチ

パス信号復元のため9タップのFIRフィルタを有する2進16状態のMLSEチャンネル等化器を用いているが、変形例ではマルチパス信号復元について、 $2L+1$ タップのFIRフィルタを有するM系列 $M^L$ 状態のMLSE等化器を利用できる。さらに、本発明はマルチパス移動無線チャンネルに限定されず、マイクロ波無線リンク、衛星チャンネル、有線チャンネル等を含め、シンボル間干渉が発生する他のチャンネルにも適用できる。従って、本発明は一つの実施例に限定されず、添付の請求の範囲の説明による範囲で解釈すべきである。



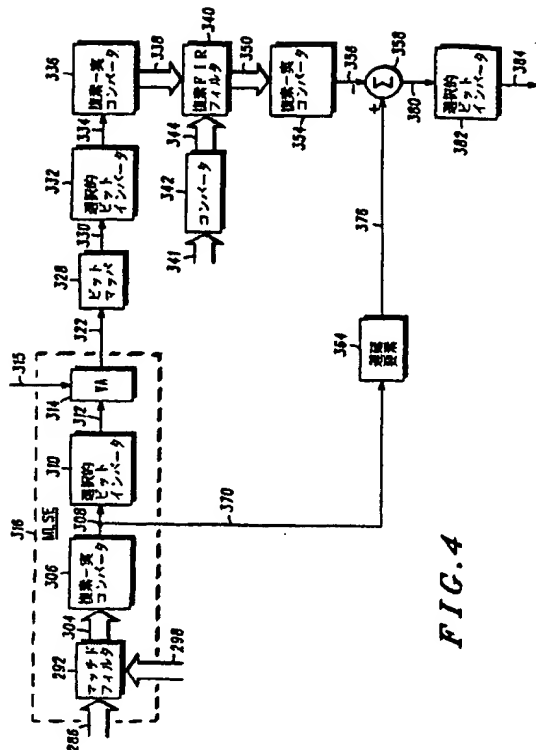


FIG. 4

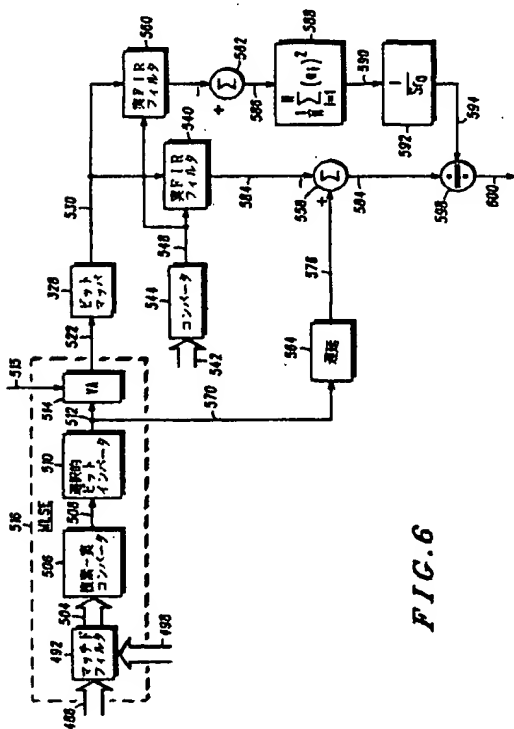


FIG. 6

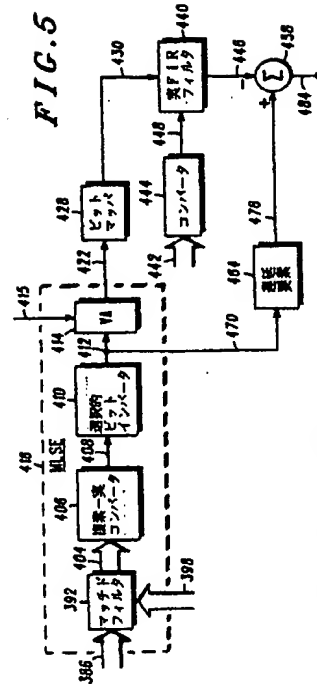


FIG. 5

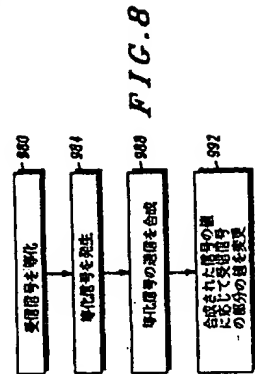


FIG. 8

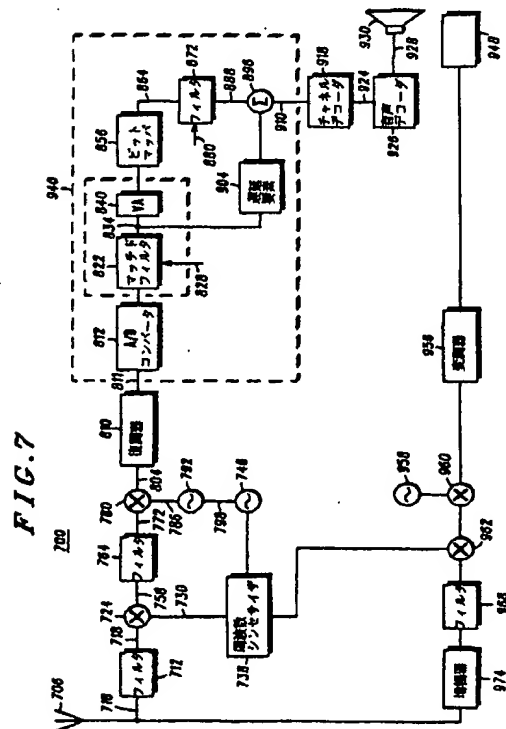


FIG. 7

● 關 興 主 報 告

第 1 頁の続き

識別記号

庁内整理番号

7037-5 J  
7259-5 J  
8226-5 K

アメリカ合衆国マサチューセッツ州 02130、ジャマイカ・プレーン、チエスナット・アベニュー 202

アメリカ合衆国マサチューセッツ州 02215、ボストン、コモンウェルス・アベニュー 10005 566